

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平10-294644

(43)公開日 平成10年(1998)11月4日

(51)Int.Cl.<sup>6</sup>

識別記号

F I

H 0 3 H 9/64  
9/145  
9/25

H 0 3 H 9/64 Z  
9/145 Z  
9/25 Z

審査請求 未請求 請求項の数 9 F D (全 11 頁)

(21)出願番号

特願平9-116180

(22)出願日

平成9年(1997)4月18日

(71)出願人 000003104

東洋通信機株式会社

神奈川県高座郡寒川町小谷2丁目1番1号

(72)発明者 小野澤 康秀

神奈川県高座郡寒川町小谷2丁目1番1号

東洋通信機株式会社内

(72)発明者 申間 直人

神奈川県高座郡寒川町小谷2丁目1番1号

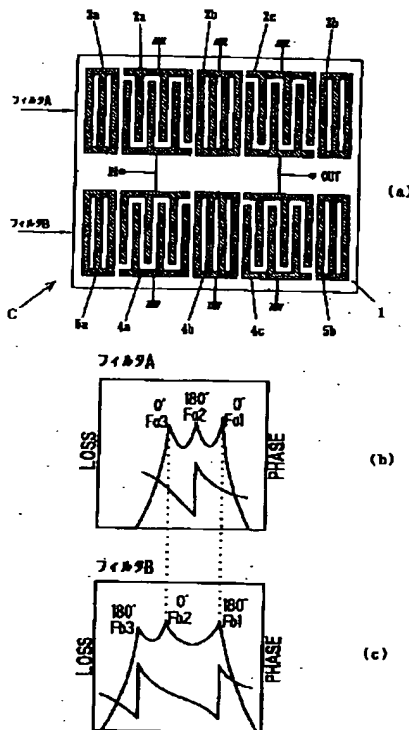
東洋通信機株式会社内

(54)【発明の名称】 有極型弾性表面波フィルタ

(57)【要約】

【課題】 従来の従来の共振成型SAWフィルタにおいては、カットオフ近傍の減衰傾度が不十分であり、デジタル通信方式の第1IF用の要求を満たさないという問題がある。本発明は減衰極を設けることにより減衰傾度を改善した共振成型SAWフィルタを提供することを目的とする。

【解決手段】 圧電基板上に構成した共振成型SAWフィルタにおいて、一方の多重モードSAWフィルタが有する振動モードの少なくとも1つと、他方の多重モードSAWフィルタが有する振動モードの少なくとも1つとが、ほぼ共振周波数が等しく、且つ該共振周波数で互い位相が $(2n+1)\pi$  ( $n=0, 1, 2, \dots$ ) 異ならしめて有極型弾性表面波フィルタを構成する。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 圧電基板上に少なくとも2個のIDTとその最外側に反射器を配置し励起される表面波の音響結合を利用して構成した結合型多重モードSAWフィルタを少なくとも2個併置し電氣的に並列接続して構成した共振成型SAWフィルタにおいて、前記結合型多重モードSAWフィルタの一方の多重モードSAWフィルタが有する振動モードの少なくとも1つと、他方の多重モードSAWフィルタが有する振動モードの少なくとも1つとが、互いに共振周波数が等しく、且つ該共振周波数における入出力間位相シフト量が $(2n+1)\pi$  ( $n=0, 1, 2, \dots$ )異なることを特徴とする有極型弾性表面波フィルタ。

【請求項2】 前記多重モードSAWフィルタが縦結合多重モードSAWフィルタであることを特徴とする請求項1記載の有極型弾性表面波フィルタ。

【請求項3】 前記多重モードSAWフィルタが圧電基板上に表面波の伝搬方向に沿って入出力IDTとその両側に反射器を配置し該入出力IDT間にグレーティングを配して構成した縦結合多重モードSAWフィルタであることを特徴とする請求項1記載の有極型弾性表面波フィルタ。

【請求項4】 前記多重モードSAWフィルタが横結合多重モードSAWフィルタであることを特徴とする請求項1記載の有極型弾性表面波フィルタ。

【請求項5】 前記多重モードSAWフィルタが表面波の伝搬方向の結合を利用した縦モード共振と、伝搬方向に垂直な横モード共振とを結合させた二次元モード結合多重モードSAWフィルタであることを特徴とする請求項1記載の有極型弾性表面波フィルタ。

【請求項6】 前記多重モードSAW共振器フィルタの一方が縦結合多重モードSAWフィルタで他方が横結合多重モードSAWフィルタであることを特徴とする請求項1記載の有極型弾性表面波フィルタ。

【請求項7】 前記多重モードSAWフィルタの一方が縦結合多重モードSAWフィルタで他方が二次元モード結合多重モードSAWフィルタであることを特徴とする請求項1記載の有極型弾性表面波フィルタ。

【請求項8】 前記多重モードSAWフィルタの一方が横結合多重モードSAWフィルタで他方が二次元モード結合多重モードSAWフィルタであることを特徴とする請求項1記載の有極型弾性表面波フィルタ。

【請求項9】 請求項1から請求項8に記載の有極型弾性表面波フィルタを少なくとも1つ用いて縦続構成したことを特徴とする有極型弾性表面波フィルタ。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は弾性表面波フィルタに関し、特に複数の縦結合多重モードフィルタを並列接

過帯域近傍に減衰極を設けることにより減衰傾度を急峻にした共振成型表面波フィルタに関する。

## 【0002】

【従来の技術】近年、弾性表面波フィルタ（以下、SAWフィルタと称す）は小型化、高周波化、量産性等に優れているため、携帯電話をはじめとする無線機のRF及びIF段のフィルタとして多く利用されている。特に最近のGSM、CDMA等のデジタル通信方式の無線機の第一IFフィルタ用には広帯域フィルタの条件に加え、より急峻なカットオフ特性が要求され、隣接チャンネルの信号を分離する高選択性を有することが重要な要素となっている。

【0003】図16(a)は従来の共振成型SAWフィルタの模式的電極パターンを示す平面図であって、圧電基板20の主面上に表面波の伝搬方向に沿って2個のIDT21a、21cとその間にグレーティング21bを配し、IDT両側に反射器22a、22bを配置し、音響結合の結果生ずる3個のモードを利用して縦結合三重モードフィルタA（フィルタA）を構成する。周知のように、音響結合の結果生ずる3個の縦モードを低次モードからA1（1次）、A2（2次）及びA3（3次）とし、その共振周波数をそれぞれFa1、Fa2及びFa3とすると、縦結合多重モードフィルタにおいては高次モードになるにつれその共振周波数は低周波側に生じる。即ち、 $Fa3 < Fa2 < Fa1$ の周波数関係になる。前記縦結合三重モードフィルタAと同様に、圧電基板20上に表面波の伝搬方向に沿って3個のIDT23a、23b、23cとその両側に反射器24a、24bを配置して、音響結合の結果生ずる3個のモードを利用して縦結合三重モードフィルタB（フィルタB）を構成する。該フィルタBの3個のモードを低次からB1（1次）、B2（2次）及びB3（3次）とし、その共振周波数をFb1、Fb2及びFb3とすると、 $Fb3 < Fb2 < Fb1$ となる。

【0004】上記フィルタAとBとの対応するモード同士、例えば前記モードA1とB1との位相が互いに逆相になるように、フィルタAのIDT電極指に対しフィルタBの電極指を極性に配慮して配置する。更に、前記フィルタAとBの共振周波数の配列関係を $Fa2 = Fb3$ 、 $Fa1 = Fb2$ となるように上記IDT電極指の周期を設定し、フィルタAとBとを電氣的に並列接続して構成したものが所謂共振成型SAWフィルタCである。図16(b)は共振点を明らかにすべくフィルタAの終端インピーダンスをミスマッチさせたときの伝送特性を示したものであり、縦軸に損失(Loss)、横軸に周波数をとると、縦モードのA1（1次）、A2（2次）及びA3（3次）モードの共振周波数に相当する3個の共振ピークFa1、Fa2及びFa3が顕著に現れる。上記モードの位相関係は、A1（1次）モードの位

3 (3次)モードは0度となり、縦軸に位相 (Phase)、横軸に周波数を取ると図15 (b) に示すようになる。

【0005】図16 (c) は図16 (a) に示すフィルタBの終端インピーダンスをミスマッチさせたときの伝送特性を示したものであり、同 (b) と同様に縦モードのB1 (1次)、B2 (2次)、B3 (3次)モードの共振周波数に相当する3個の共振ピークFb1、Fb2及びFb3が顕著に現れる。これらのモードの位相は、フィルタAの対応するモードの位相と逆相になるようにフィルタBのIDTの極性を考慮して配置しているため、B1 (1次)モードの位相は180度となり、B2 (2次)は0度、B3 (3次)は180度の位相となる。図16 (d) は、図16 (a) に示すようにフィルタAとBとを電気的に並列接続して構成した共振成型SAWフィルタCの終端インピーダンスをミスマッチさせた場合の伝送特性を示したものであり、4つの共振ピークを有する。該フィルタに適切な終端を施し、インピーダンスのマッチングをとることにより図17に示すような4次のフィルタの波特性 $\alpha$ を得ることができる。同図の曲線 $\beta$ は共振成型SAWフィルタCの群遅延時間特性である。

#### 【0006】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら上記の従来の共振成型SAWフィルタにおいては、カットオフ近傍の減衰傾度が、例えばデジタル通信方式の第1IF用の要求に比べて不十分であるという問題がある。また、要求を満たすべく同種のフィルタを縦続接続すれば減衰傾度は改善されるが、該フィルタの挿入損失が増大し無線機の受信性能を劣化させるという問題がある。一方、IDTの両側に反射器を配置して形成するSAW共振子を梯子型に接続して構成する梯子型SAWフィルタ (ラダー型SAWフィルタ) は、有極構成が可能となるので急峻な減衰傾度を有するSAWフィルタが実現できる。この理由で最近、各種の無線機に用いられているが、ラチス型回路のSAWフィルタに比べ狭帯域となるため、デジタル通信方式のように広帯域のフィルタを要求する方式に適さないという問題がある。本発明は上記問題を解決するためになされたものであって、カットオフ近傍の減衰傾度を改善し、挿入損失の小さな共振成型SAWフィルタを提供することを目的とする。

#### 【0007】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するために本発明に係る有極型表面波フィルタの請求項1記載の発明は、圧電基板上に少なくとも2個のIDTとその最外側に反射器を配置し励起される表面波の音響結合を利用して構成した結合型多重モードSAWフィルタを少なくとも2個併置し電気的に並列接続して構成した共振成型SAWフィルタにおいて、前記結合型多重モードS

る振動モードの少なくとも1と、他方の多重モードSAWフィルタが有する振動モードの少なくとも1とが、互いに共振周波数が等しく、且つ該共振周波数での互いの入出力間位相シフト量が $(2n+1)\pi$  ( $n=0, 1, 2, \dots$ )異なることを特徴とする有極型弾性表面波フィルタである。請求項2記載の発明は、前記多重モードSAWフィルタが縦結合多重モードSAWフィルタであることを特徴とする請求項1記載の有極型弾性表面波フィルタである。請求項3記載の発明は、前記多重モードSAWフィルタが圧電基板上に表面波の伝搬方向に沿って入出力IDTとその両側に反射器を配置し該入出力IDT間にグレーティングを配して構成した縦結合多重モードSAWフィルタであることを特徴とする請求項1記載の有極型弾性表面波フィルタである。請求項4記載の発明は前記多重モードSAWフィルタが横結合多重モードSAWフィルタであることを特徴とする請求項1記載の有極型弾性表面波フィルタである。請求項5記載の発明は前記多重モードSAWフィルタが表面波の伝搬方向の結合を利用した縦モード共振と、伝搬方向に垂直な横モード共振とを結合させた二次元モード結合多重モードSAWフィルタであることを特徴とする請求項1記載の有極型弾性表面波フィルタである。請求項6記載の発明は前記多重モードSAW共振器フィルタの一方が縦結合多重モードSAWフィルタであり、他方が横結合多重モードSAWフィルタであることを特徴とする請求項1記載の有極型弾性表面波フィルタである。請求項7記載の発明は前記多重モードSAWフィルタの一方が縦結合多重モードSAWフィルタであり、他方が二次元モード結合多重モードSAWフィルタであることを特徴とする請求項1記載の有極型弾性表面波フィルタである。請求項8記載の発明は前記多重モードSAWフィルタの一方が横結合多重モードSAWフィルタであり、他方が二次元モード結合多重モードSAWフィルタであることを特徴とする請求項1記載の有極型弾性表面波フィルタである。請求項9記載の発明は請求項1から請求項8に記載の有極型弾性表面波フィルタを少なくとも1つ用いて縦続構成したことを特徴とする有極型弾性表面波フィルタである。

#### 【0008】

【発明の実施の形態】以下本発明を図面に示した実施の形態に基づいて詳細に説明する。図1 (a) は本発明に係る共振成型SAWフィルタの第1の実施例を示す模式的平面図である。始めに、圧電基板1の主面上に表面波の伝搬方向に沿って2個のIDT2a、2cとその間にグレーティング2bを配し、IDTの両側に反射器3a、3bを配置して縦結合三重モードSAWフィルタ (フィルタA) を構成する。該フィルタAにおいては縦モード間の音響結合のより3個のモードA1 (1次)、A2 (2次) 及びA3 (3次) が強勢に励振され、その

と、縦結合モードの場合の周波数関係は $F_{a3} < F_{a2} < F_{a1}$ となる。次に、フィルタAと同様に、圧電基板1上に表面波の伝搬方向に沿って2個のIDT4a、4cとその間にグレーティング4bを配し、IDTの両側に反射器5a、5bを配置して構成した縦結合三重モードSAWフィルタをフィルタBとする。フィルタAと同様に、音響結合により3個のモードB1(1次)、B2(2次)及びB3(3次)が強勢に励振され、その共振周波数をそれぞれ $F_{b1}$ 、 $F_{b2}$ 及び $F_{b3}$ とすると、 $F_{a3} < F_{a2} < F_{a1}$ の周波数配列になる。

【0009】図1(a)に示すように、フィルタBは、フィルタAと逆位相になるように2個のIDTうち1個のIDT(図1(a)では入力側)の電極指を $\lambda/2$ だけずらして配置してある。フィルタAとフィルタBを電氣的に並列接続して所謂共振成型SAWフィルタCを構成している。図1(b)はフィルタAの終端インピーダンスをミスマッチさせた場合の伝送特性と位相特性であり、図1(c)はフィルタBの終端インピーダンスをミスマッチさせた場合の伝送特性と位相特性である。

尚、結合型多重モード表面波共振子の各共振点の周波数を可変するためには、IDTの対数を可変する方法、入力と出力のIDTを規則的に配列されている周期からずらす方法、電極の膜厚を可変する方法等の周知の手法を適宜組み合わせればよい。ここで図1(b)、

(c)に示すようにフィルタAとBの共振周波数の関係を $F_{a1} = F_{b1}$ 、 $F_{a3} = F_{b2}$ の周波数関係をほぼ満たすようにフィルタAとフィルタBのそれぞれIDTを設定すると、フィルタAのA1モード( $0^\circ$ )とフィルタBのB1モード( $180^\circ$ )とは互いに逆相でその共振周波数はほぼ等しくなる。更に、フィルタAのA3モード( $0^\circ$ )とフィルタBのB2モード( $0^\circ$ )は同位相でその共振周波数はほぼ等しくなる。以上のように周波数と位相条件を設定した後、フィルタAとフィルタBを電氣的に並列接続するとA3モードの共振回路とB2モードの共振回路が並列接続されて、周波数はほぼ $F_{a3} (= F_{b2})$ でインピーダンス約 $1/2$ の共振回路と等価となる。

【0010】更に、A1モード( $0^\circ$ )の共振回路とB1モード( $180^\circ$ )の共振回路とが並列接続されると位相が互いに逆相であるためこれらの回路を流れる電流は互いに打ち消しあい、伝送特性上に減衰極が生ずることになる。例えば、この共振成型SAWフィルタの終端インピーダンスをミスマッチさせて伝送特性を測定すると図2(a)に示すように共振ピークが3個( $F_{b3}$ 、 $F_{a3}$ 、 $F_{a2}$ )存在し、 $F_{a1} (= F_{b1})$ 近傍の矢印で示す位置に減衰極が存在することを確認することができる。そして、この共振成型SAWフィルタの終端インピーダンスを適切な値に設定すると図2(b)に示すような渡波特性が得られる。図2(a)から明ら

であり、減衰極が通過帯域の高域側に生じるためカットオフの高域側近傍の減衰傾度が急峻なフィルタを実現することが可能である。図3に示す実線は上記した本発明に係る第1の実施例の渡波特性例であり、破線は従来の構成の渡波特性例である。従来の共振成型SAWフィルタが中心周波数 $F_0 (= 246 \text{ MHz}) + 0.2 \text{ MHz}$ で5dBの減衰量であるのに対し、本発明に係る第1の実施例では $F_0 (= 246 \text{ MHz}) + 0.2 \text{ MHz}$ で20dBの減衰量が得られ、高域側において減衰傾度が大幅に改善されることがわかる。

【0011】図4は本発明の図1(a)の電極パターンを用いた第2の実施例であって、図4(a)はフィルタAの終端インピーダンスをミスマッチさせた場合の伝送特性と位相特性であり、図4(b)はフィルタBの終端インピーダンスをミスマッチさせた場合の伝送特性と位相特性である。本実施例では、フィルタAの電極の位相とフィルタBの電極の位相を互いに逆相に設定する。その上で、フィルタAのA1モード( $0^\circ$ )の共振周波数 $F_{a1}$ とフィルタBのB1モード( $180^\circ$ )の共振周波数 $F_{b1}$ をほぼ等しくする。更に、フィルタAとフィルタBとその他のモードの周波数関係は図4(a)、

(b)に示すように互いに一致させず、フィルタBの共振周波数 $F_{b2}$ と $F_{b3}$ の間にフィルタAの共振周波数 $F_{a2}$ と $F_{a3}$ を配置する。即ち、フィルタAとBの共振周波数の関係を $F_{b3} < F_{a3} < F_{a2} < F_{b2}$ とする。このような周波数配列を有するフィルタAとBを電氣的に並列接続して構成した共振成型SAWフィルタの終端インピーダンスをミスマッチさせると、図4(c)に示すように4つの共振ピークが現れる。更に、位相が互いに逆相で共振周波数がほぼ等しい周波数 $F_{a1} (= F_{b1})$ では減衰極が生ずることになる。図4(d)は上記共振成型SAWフィルタに適切な終端を施した場合の渡波特性であり、通過帯域の高周波側のカットオフ特性が急峻なフィルタが実現できる。

【0012】図5は本発明に係る図1(a)の電極パターンを用いた第3の実施例であって、フィルタAとフィルタBの電極の位相を互いに逆相に設定する。更に、フィルタAとフィルタBの各モードの共振周波数関係を図5(a)、(b)に示すように配列する。即ち、フィルタAのA2モードの共振周波数 $F_{a2}$ とフィルタBのB1モードの共振周波数 $F_{b1}$ とをほぼ等しく、更にA3モードの共振周波数 $F_{a3}$ とB3モードの共振周波数 $F_{b3}$ とをほぼ等しく設定する。以上のように設定するとフィルタBのB2モードの共振周波数 $F_{b2}$ はフィルタAの共振周波数 $F_{a2}$ と $F_{a3}$ の間に配置されることになる。フィルタAとフィルタBを電氣的に並列接続して共振成型SAWフィルタを構成し終端インピーダンスをミスマッチさせるとその電送特性は図5(c)に示すように3個の共振ピークと矢印で示す位置に減衰極が

と、図5(d)に示すようにFb2からFa1までを通過帯域とする低域側の減衰傾度が急峻なフィルタを得ることができる。

【0013】図6(a)は本発明に係る第4の実施例を示す電極パターンの模式的平面図であって、圧電基板1の主面上に、IDT6a、6b、6cと反射器7a、7bとで構成する縦結合三重モードSAWフィルタA(フィルタA)を配置し、更にIDT8a、8b、8cと反射器9a、9bとで構成する縦結合三重モードSAWフィルタB(フィルタB)を配置する。図6(a)に示すような電極パターンを構成するとフィルタAとフィルタBとの位相は同相となる。ここで、フィルタA、Bを電氣的に並列接続して共振合成型SAWフィルタを構成する場合を考える。図6(b)はフィルタAの終端インピーダンスをミスマッチさせた場合の伝送特性と位相特性であり、図6(c)はフィルタBの終端抵抗をミスマッチさせた場合の伝送特性と位相特性である。図6

(b)、(c)に示すようにフィルタAのA1(1次)モードの共振周波数Fa1とフィルタBのB1(1次)モードの共振周波数をほぼ一致させる。フィルタAのA3モードの共振周波数Fa3とフィルタBのB2モードの共振周波数Fb2をほぼ等しくする。更に、フィルタAとフィルタBを電氣的に並列接続して共振合成型SAWフィルタを構成し、該フィルタの終端インピーダンスをミスマッチさせると図7(a)の伝送特性と位相特性が得られる。該フィルタに適切な終端を施すと図7(b)に示すようにA3モードの共振周波数とB2モードの共振周波数がほぼ等しく、位相が互いに逆相であるため、Fa3(=Fb2)の周波数に減衰極が生じ、通過帯域がFa2からFa1(=Fb1)まであり、通過帯域の低域側の減衰傾度が急峻なフィルタを得ることができる。

【0014】図8は本発明に係る第5の実施例であり、横結合二重モードSAWフィルタを2つ(フィルタA、B)並列接続して構成する共振合成型SAWフィルタに関する。フィルタAとフィルタBの位相は逆相になるようにIDTの電極指を $\lambda/2$ だけずらして配置し、図9(a)に示すようにフィルタAのA1(1次)、A2(2次)モードの共振周波数をFa1、Fa2とする。同様に図9(b)に示すように、フィルタBのB1(1次)、B2(2次)モードの共振周波数をFb1、Fb2とする。ここでフィルタAのA2モードの共振周波数Fa2とフィルタBのB2モードの共振周波数Fb2をほぼ等しく設定する。IDTの設定条件より上記2つのモードの位相は互いに逆相となる。図9(c)はフィルタAとフィルタBを電氣的に並列接続して構成する共振結合型SAWフィルタの終端インピーダンスをミスマッチさせた場合の伝送特性と位相特性であり、2つの共振ピークと周波数Fa2(=Fb2)に矢印で示す減衰極

が図9(d)であり、通過帯域はFb1からFa1までとなる。図9(c)、(d)に示すように通過帯域の低域側の共振周波数Fa2(Fb2)に矢印で示す減衰極が生ずるのは、A2モードの共振周波数Fa2とB2モードの共振周波数はほぼ等しく位相が互いに逆相のため、流れる電流が互いに打ち消し合うからである。この手段を用いると図9(d)に示すごとく通過帯域の低域側の減衰傾度が急峻なフィルタを実現することができる。

【0015】図10は本発明に係る第6の実施例である。図10(a)は縦結合三重モードSAWフィルタ(フィルタA)の周波数配列と位相を示す図であり、同(b)は縦結合二重モードSAWフィルタ(フィルタB)の周波数配列と位相を示す図である。フィルタAのA1(1次)モードの共振周波数Fa1とフィルタBのB1(1次)モードの共振周波数Fb1をほぼ一致させ、且つ前記1次モード同士の位相が同相になるようにIDTを配置する。更に、フィルタAのA3(3次)モードの共振周波数Fa3とフィルタBのB2(2次)モードの共振周波数Fb2をほぼ等しく設定する。A3モードの位相は $0^\circ$ であり、B2モードの位相は $180^\circ$ と互いに逆相となる。このように設定したフィルタAとフィルタBを電氣的に並列接続して共振合成型SAWフィルタの終端インピーダンスをミスマッチさせると図10(c)の伝送特性と位相特性が得られる。A3モードとB2モードとは共振周波数がほぼ等しく位相が逆相に設定されているため、図10(c)の矢印で示すように通過帯域の低域側に減衰極を生じさせることが可能であり、前記フィルタに適切な終端を施すことにより図10(d)に示す伝送特性のフィルタが得られ、通過帯域の低域側の減衰傾度が急峻なフィルタを実現することができる。

【0016】図11は本発明に係る図1(a)に示す電極パターンを用いた第7の実施例の周波数配列、位相関係及び伝送特性を示す図である。図11(a)は縦結合三重モードSAWフィルタ(フィルタA)の終端抵抗をミスマッチさせた伝送特性であり、フィルタAのA1からA3モードの共振周波数とその位相を示している。図11(b)はフィルタAと逆相になるようにIDTを設定した縦結合三重モードSAWフィルタ(フィルタB)の終端抵抗をミスマッチさせた伝送特性であり、フィルタBのB1モードからB3モードの共振周波数とその位相を示している。フィルタAのA1、A3モードとフィルタBのB1、B3モードのそれぞれの対応する共振周波数をほぼ等しく設定し、それぞれのモードの位相関係はIDTの設定により互いに逆相になるように設定されている。フィルタA、Bを電氣的に並列接続して共振合成型SAWフィルタを構成し、該フィルタの終端インピーダンスをミスマッチさせると図11(c)に示す伝送

なる。該フィルタに適切な終端を施せば図11(d)に示すように通過域は $F_{a2}$ から $F_{b2}$ までであり、低域側及び高域側に急峻な減衰特性を有するフィルタを実現することができる。

【0017】以上説明した第1の実施例から第7の実施例を用いれば、縦続段数を減らすことができるため、従来の多段従属接続構成の場合に必要な段間のリアクタンス素子を用いることなく同等の特性のフィルタを実現することが可能となる。本発明により減衰極を発生させる周波数を容易に制御することができるため設計自由度が大幅に広げられた。また本発明によるフィルタを図12のごとく多段縦続接続すれば更に急峻なフィルタを実現することが可能であり、そのため段間に必要となるリアクタンス素子 $X$ の数を従来の構成よりも少なくすることができる。

【0018】以上、本発明に用いる2つのSAW共振器フィルタとして主として縦結合型SAWフィルタを例に挙げて説明したが、本発明はこれのみに限定されるものではなく図8、図13及び図14に示すようにフィルタAとフィルタBが横結合SAW共振器フィルタである場合や図15のようにフィルタAとフィルタBが二次元モード結合SAW共振器フィルタである場合についても適用可能であり、更にはフィルタAが縦結合SAW共振器フィルタで、フィルタBが横結合SAW共振器フィルタである場合のようにフィルタAとフィルタBが異なる種類のSAW共振器フィルタでも本発明は同様に適用できる。また、平衡入出力型としたSAWフィルタの場合においても本発明は同様に適用できることは言うまでもない。

【0019】

【発明の効果】本発明は、以上説明したように構成したので、従来の共振成型SAWフィルタ比べ減衰傾度のはるかに優れたSAWフィルタを実現することが可能であり、最近のデジタル通信方式のフィルタの要求を十分に満たすことができる。更に、従来は減衰傾度を急峻にするため縦続接続していた特性が段数の少ないフィルタで実現することができ、挿入損失を大幅に小さくすることができた。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に係る共振成型SAWフィルタの実施の一形態例で、(a)は電極パターンの模式的平面図、(b)、(c)はフィルタA、Bのそれぞれの共振周波数配列と位相関係を示す図である。

【図2】(a)は共振成型SAWフィルタの周波数配列と位相関係、(b)は濾波特性を示す図である。

【図3】実線は本発明に係る第1の実施例の濾波特性、波線は比較のための従来の濾波特性例である。

【図4】(a)、(b)は第2の実施例のフィルタA、Bのそれぞれ周波数配列と位相関係、(c)、(d)は

【図5】(a)、(b)は第3の実施例のフィルタA、Bのそれぞれ周波数配列と位相関係、(c)、(d)は共振成型SAWフィルタの伝送特性と濾波特性である。

【図6】本発明に係る第4の実施例で、(a)は電極パターンの模式的平面図、(b)、(c)はフィルタA、Bのそれぞれの共振周波数配列と位相関係を示す図である。

【図7】本発明の第4の実施例で、(a)、(b)はそれぞれ共振成型SAWフィルタの伝送特性と濾波特性を示す図である。

【図8】2つの横結合二重モードフィルタを並列接続した共振成型SAWフィルタの電極パターンの模式的平面図である。

【図9】本発明の第5の実施例で、(a)、(b)はフィルタA、Bのそれぞれの共振周波数配列と位相関係を示す図、(c)、(d)は共振成型SAWフィルタの伝送特性と濾波特性を示す図である。

【図10】本発明の第6の実施例で、(a)、(b)はフィルタA、Bのそれぞれの共振周波数配列と位相関係を示す図、(c)、(d)は共振成型SAWフィルタの伝送特性と濾波特性を示す図である。

【図11】本発明の第7の実施例で、(a)、(b)はフィルタA、Bのそれぞれの共振周波数配列と位相関係を示す図、(c)、(d)は共振成型SAWフィルタの伝送特性と濾波特性を示す図である。

【図12】本発明に係る二縦続属接続共振成型SAWフィルタを示す図である。

【図13】横結合二重モードSAWフィルタを用いて構成した共振成型SAWフィルタの例である。

【図14】横結合三重モードSAWフィルタを用いて構成した共振成型SAWフィルタの例である。

【図15】フィルタA、Bが二次元モード結合SAWフィルタの電極パターンを示す図である。

【図16】従来の共振成型SAWフィルタで、(a)は模式的電極パターンを示す図、(b)、(c)はそれぞれフィルタA、Bの周波数配列と位相関係を示す図、(d)は共振成型SAWフィルタの伝送特性を示す図である。

【図17】2つの縦結合型三重モードフィルタを並列接続した共振成型SAWフィルタの濾波特性 $\alpha$ と遅延特性 $\beta$ を示す図である。

【符号の説明】

1・・圧電基板 2a、2b、2c、4a、4b、4c、  
6a、6b、6c・・IDT  
8a、8b、8c・・IDT  
3a、3b、5a、5b、7a、7b、9a、9b・・  
反射器  
Fa1・・フィルタAの1次モードの共振周波数

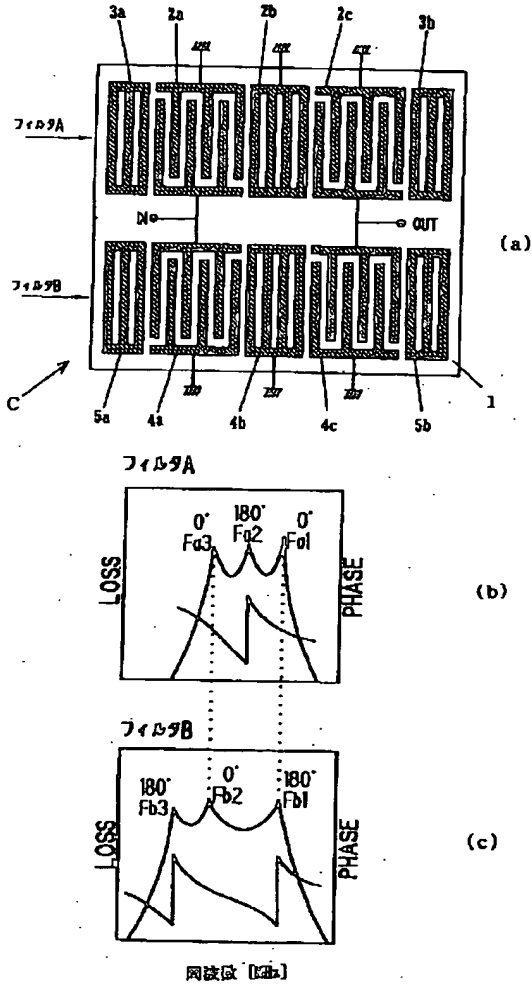
11

Fa3・・・フィルタAの3次モードの共振周波数  
 Fb1・・・フィルタBの1次モードの共振周波数  
 Fb2・・・フィルタBの2次モードの共振周波数

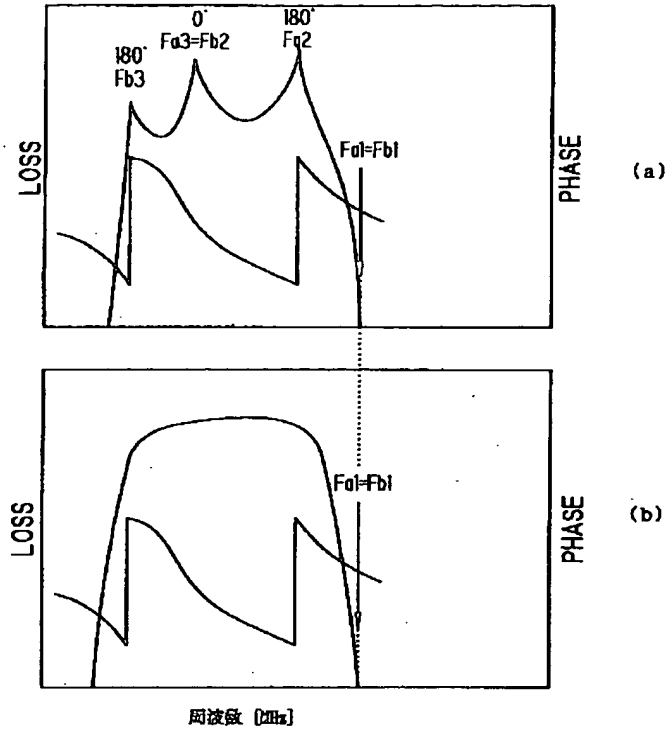
12

Fb3・・・フィルタBの3次モードの共振周波数  
 0°、180°・・・モードの位相  
 X・・・リアクタンス素子

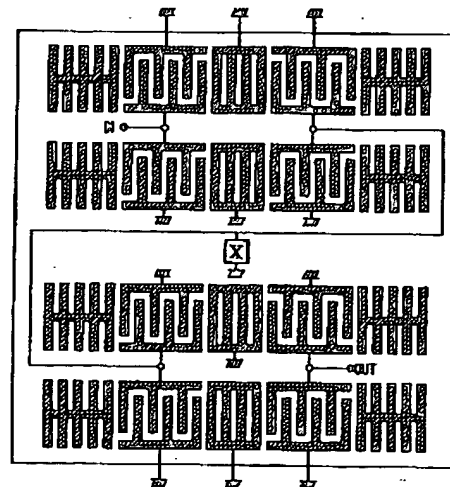
【図1】



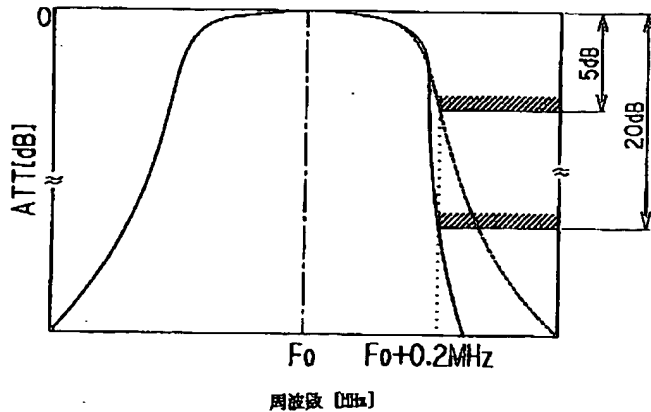
【図2】



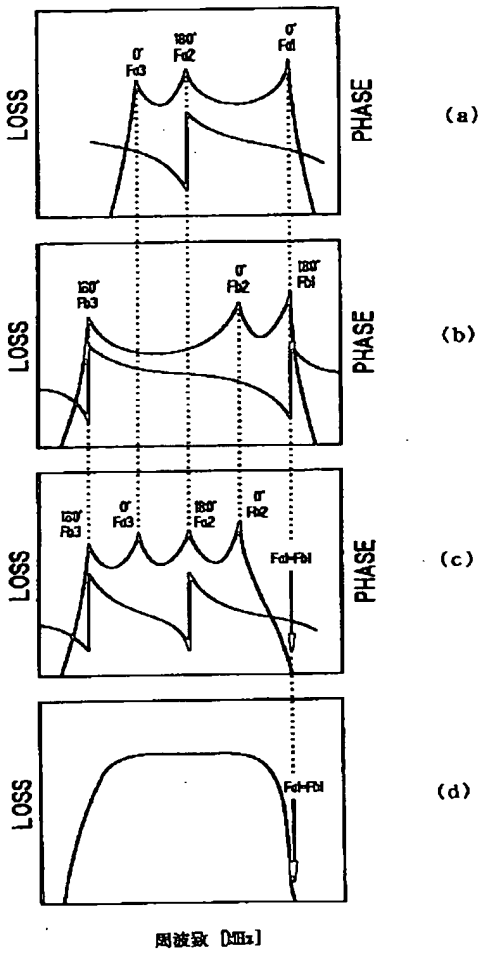
【図12】



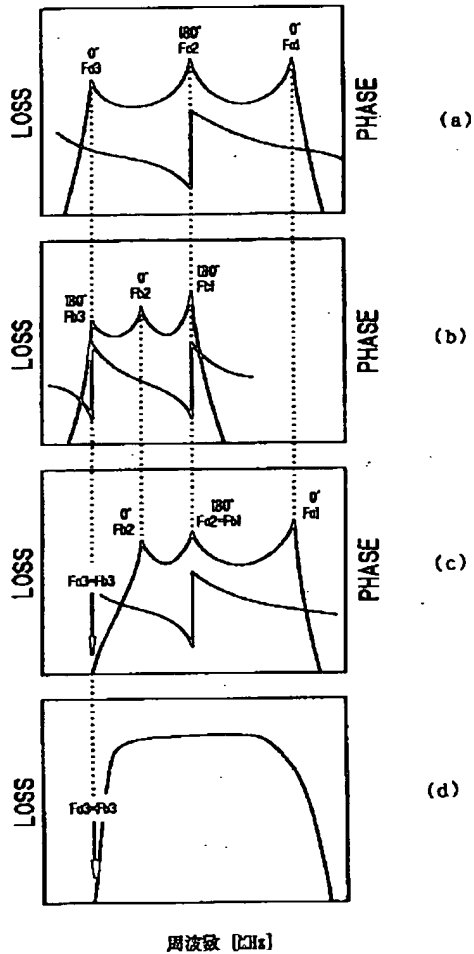
【図3】



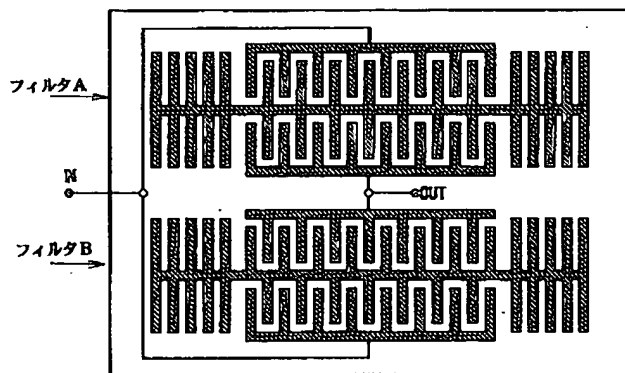
【図4】



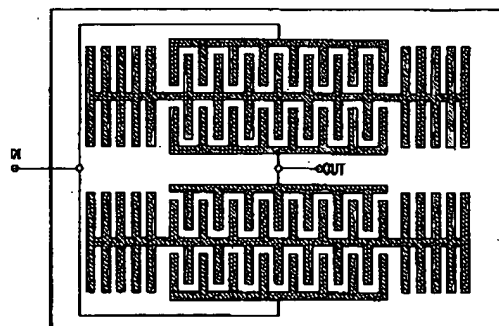
【図5】



【図8】

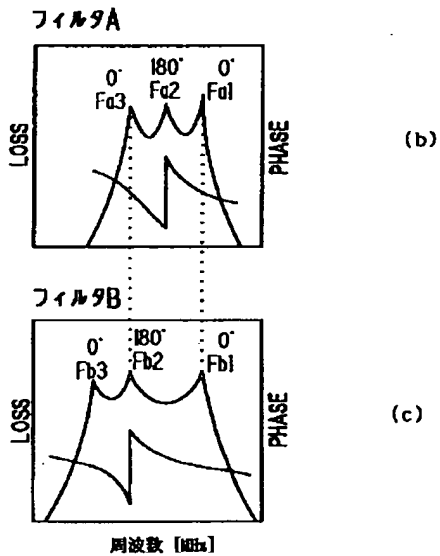
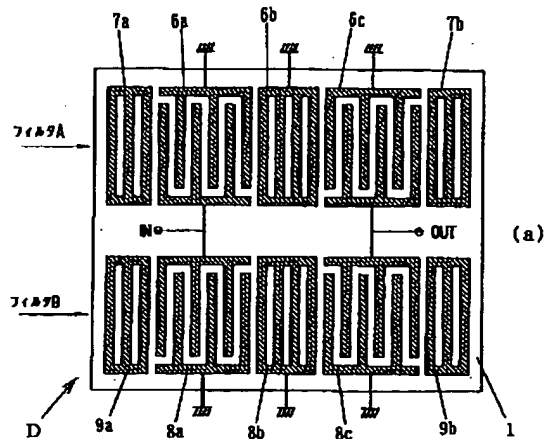


【図13】

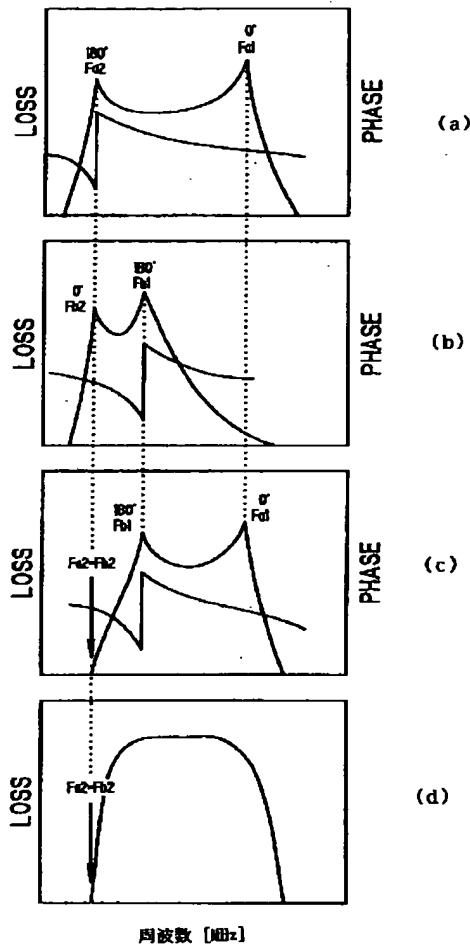




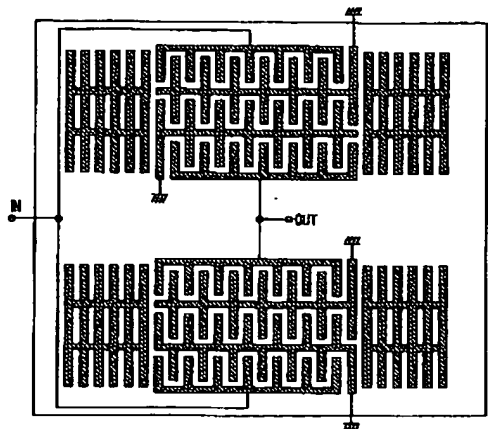
【図6】



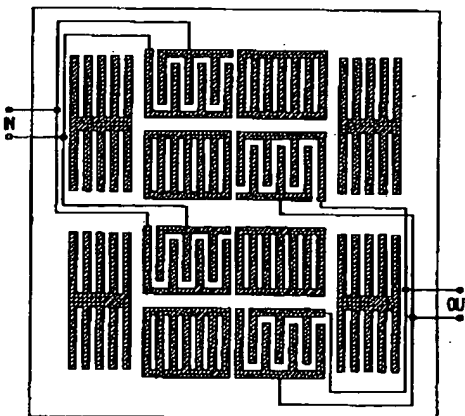
【図9】



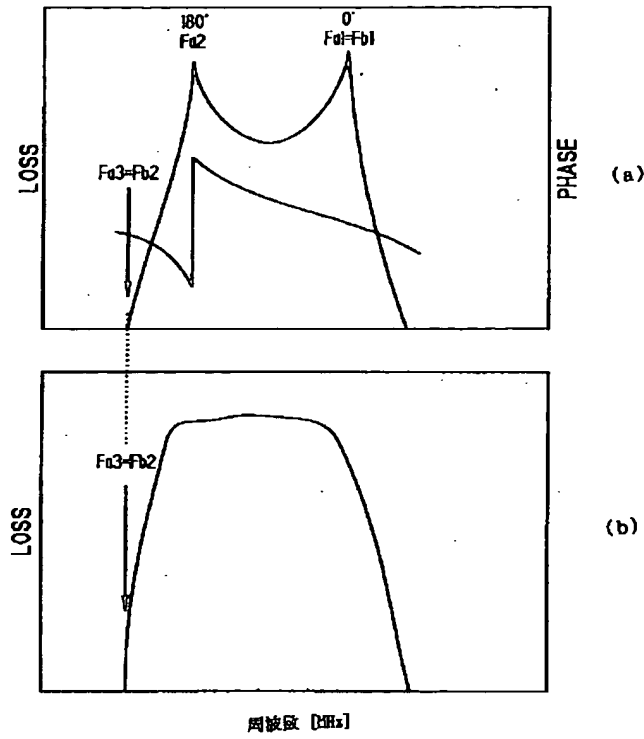
【図14】



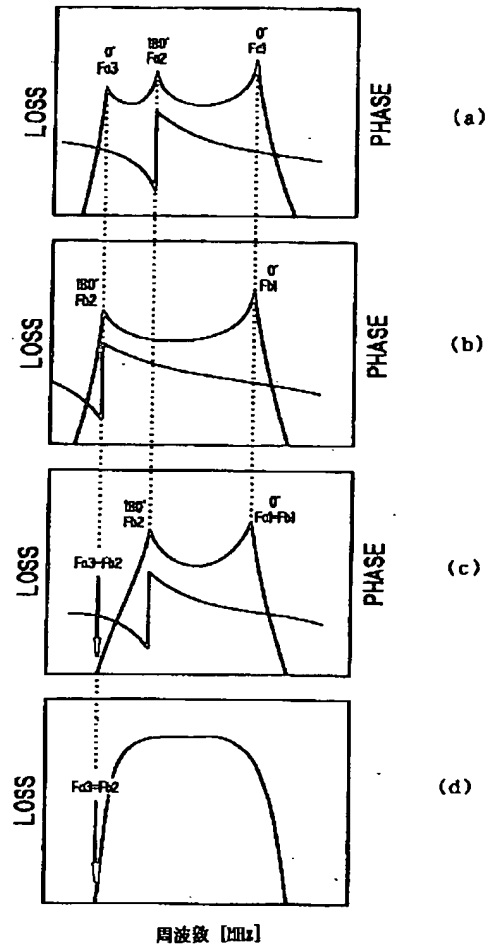
【図15】



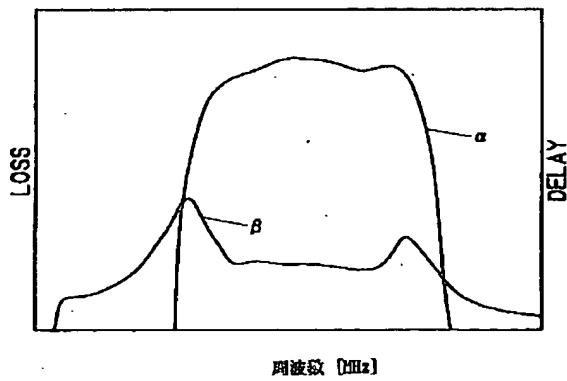
【図7】



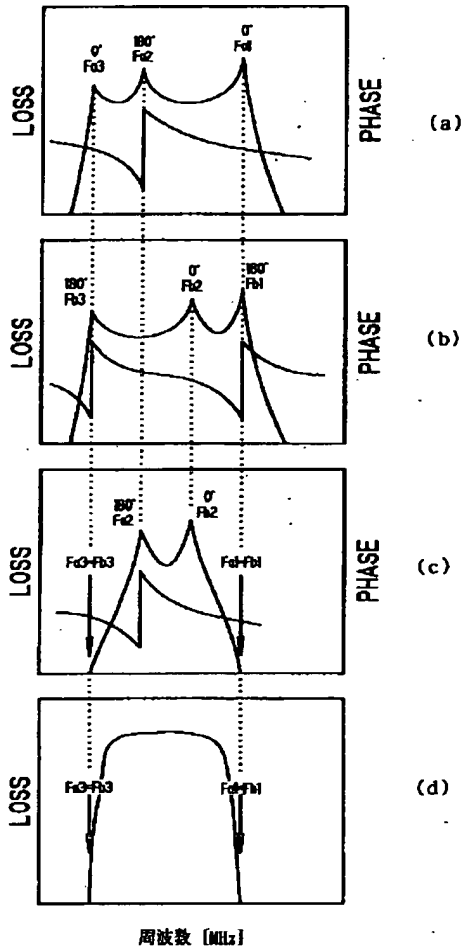
【図10】



【図17】



【図11】



【図16】

